

**IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE**

In re PATENT APPLICATION of :  
Hiroji AKAHORI :  
Serial No.: [NEW] : Mail Stop Patent Application  
Filed: November 14, 2003 : Attorney Docket No. OKI.596  
For: APPARATUS FOR CONTROLLING THE FREQUENCY OF RECEIVED  
SIGNALS TO A PREDETERMINED FREQUENCY

**CLAIM OF PRIORITY**

U.S. Patent and Trademark Office  
2011 South Clark Place  
Customer Window, Mail Stop Patent Application  
Crystal Plaza Two, Lobby, Room 1B03  
Arlington, VA 22202

Sir:

Applicant, in the above-identified application, hereby claims the priority date  
under the International Convention of the following Japanese application:

Appln. No. 2002-341601 filed November 26, 2002

as acknowledged in the Declaration of the subject application.

A certified copy of said application is being submitted herewith.

Respectfully submitted,

VOLENTINE FRANCOS, PLLC



Adam C. Volentine  
Registration No. 33,289

12200 Sunrise Valley Drive, Suite 150  
Reston, Virginia 20191  
Tel. (703) 715-0870  
Fax. (703) 715-0877

Date: November 14, 2003

日 本 国 特 許 庁  
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office

出 願 年 月 日  
Date of Application:

2002年11月26日

出 願 番 号  
Application Number:

特願2002-341601

[ST.10/C]:

[JP2002-341601]

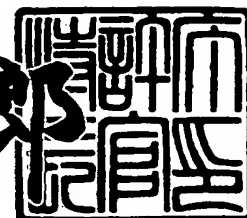
出 願 人  
Applicant(s):

沖電気工業株式会社

2003年 6月25日

特 許 庁 長 官  
Commissioner,  
Japan Patent Office

太田 信一郎



出証番号 出証特2003-3050121

【書類名】 特許願

【整理番号】 CA000779

【提出日】 平成14年11月26日

【あて先】 特許庁長官 殿

【国際特許分類】 H04L 27/22  
H04J 13/02

【発明者】

【住所又は居所】 東京都港区虎ノ門1丁目7番12号 沖電気工業株式会社  
社内

【氏名】 赤堀 博次

【特許出願人】

【識別番号】 000000295

【氏名又は名称】 沖電気工業株式会社

【代理人】

【識別番号】 100079991

【弁理士】

【氏名又は名称】 香取 孝雄

【電話番号】 03-3508-0955

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 006895

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9001067

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 周波数制御装置

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 デジタル情報を表すシンボルが変調された信号を受信し、該受信した信号に他の周波数の信号を混合して該受信した信号の周波数を低い周波数に変換する周波数変換手段と、

前記他の周波数の信号を生成する発振手段とを備え、

該発振手段が生成する発振周波数を前記周波数変換手段の出力に基づいて生成する制御信号により制御する周波数制御装置において、該装置は、

前記周波数変換手段から供給されるシンボルの変調処理に合わせて復元処理を行うデータ変換手段と、

前記復元したデータから同相成分と該同相成分に対して直交する直交成分を測定する位相測定機能を有し、得られる両成分信号を用いて、前記受信した信号に対する第 1 の位相誤差と第 2 の位相誤差を演算する位相誤差演算手段と、

第 1 および第 2 の位相差演算の演算結果を加算する加算手段と、

該加算手段の出力に第 1 の係数を乗算する第 1 の乗算手段と、

第 1 の乗算手段の出力結果を積分して前記制御信号を生成する積分手段とを含むことを特徴とする周波数制御装置。

【請求項 2】 請求項 1 に記載の装置において、前記データ変換手段は、前記周波数変換手段から供給されるシンボルの変調処理に合わせて復元処理を行う第 1 のデータ変換手段と、

前記周波数変換手段から供給されるシンボルを遅延させて該シンボルの変調処理に合わせて復元処理を行う第 2 のデータ変換手段とを含むことを特徴とする周波数制御装置。

【請求項 3】 請求項 1 または 2 に記載の装置において、第 2 のデータ変換手段は、供給されるシンボルに対して 1 シンボルの半分に遅延させる処理を施すことを特徴とする周波数制御装置。

【請求項 4】 請求項 1、2 または 3 に記載の装置において、前記位相誤差

演算手段は、前記復元したデータに対する1シンボルの間隔で得られる両成分信号を測定し、該両成分信号を用いて前記受信した信号に対する第1の位相誤差を演算する第1の位相誤差演算手段と、

前記両成分信号と前記遅延させた両成分信号とを測定し、該両成分信号をそれぞれ用いて前記受信した信号に対する第2の位相誤差を演算する第2の位相誤差演算手段とを含むことを特徴とする周波数制御装置。

【請求項5】 請求項1に記載の装置において、前記データ変換手段は、複数種類におけるシンボルが得られるタイミングで該変調処理に合わせて復元処理を行うことを特徴とする周波数制御装置。

【請求項6】 請求項5に記載の装置において、前記位相誤差演算手段は、前記データ変換手段で復元されたデータに対して1シンボルの時間差を有する2つの位相情報を基に第1の位相誤差情報を演算する第3の位相誤差演算手段と、

前記復元されたデータに対して1シンボルの半分を時間差として有する2つの位相情報を基に第2の位相誤差を演算する第4の位相誤差演算手段とを含むことを特徴とする周波数制御装置。

【請求項7】 請求項5または6に記載の装置において、該装置は、第4の位相誤差演算手段からの第2の位相誤差信号と第2の位相誤差信号に対する第2の係数とを乗算する第2の乗算手段を含み、第2の乗算手段は、該乗算結果を前記加算手段に供給することを特徴とする周波数制御装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、周波数制御装置に関するものであり、特に、受信した信号における周波数を所定の周波数に自動的に制御するAFC (Automatic Frequency Controller) 装置等に関するものである。

【0002】

【従来の技術】

受信における安定な動作を得るため受信装置には、自動周波数制御装置 (AFC: Automatic Frequency Controller) が用いられる。自動周波数制御装置について

簡単に説明する。受信装置においてアンテナで受信した受信波は、ミキサの一方の入力端に供給され、ミキサの他端側にVCO (Voltage Controlled Oscillator) 等の発振器から搬送波が供給される。ミキサは、受信波に対するダウンコンバートを行って搬送波同期をとるとともに、中間周波数またはベースバンド周波数に変換した受信信号をAFC回路に出力する。また、ミキサには、直交復調機能が含まれ、同相成分I (In phase) と直交成分Q (Quadrature) とをそれぞれ出力する。

## 【0003】

また、自動周波数制御装置は、回路の大半がアナログ回路で構成されていることから、集積化に困難なことが多く生じ、経年変化や調整等の後処理を施すこともある。VCOは、安価なAFC回路を提供する上で経済的に不利であることから、AFC回路には、VCOを不要にして、安価な構成で、かつ無調整で安定したものも提案されている（特許文献1の特開平9-186731号公報を参照）。

## 【0004】

AFC処理をデジタル処理で行う場合について簡単に説明する。この場合、AFC回路は、データ変換部、位相誤差演算部、乗算器および積分器を有している。データ変換部は、供給される受信データの値を一定にする処理等を施して位相誤差演算部および後段の信号処理部にそれぞれ、出力する。また、データ変換部が、同相成分Iと直交成分Qとの直交復調機能をもつようにしてもよい。位相誤差演算部では、シンボル間の搬送波誤差、すなわち搬送波に対する位相誤差を求める。位相誤差は、相前後するシンボルデータが示すベクトル成分  $(I_1, Q_1)$ ,  $(I_2, Q_2)$  を用いる。

## 【0005】

ここで、前のベクトル成分の位相角を  $\theta_1$ 、後のベクトル成分の位相角を  $\theta_2$  とし、このベクトル成分の位相差を  $\Delta = \theta_2 - \theta_1$  とする。シンボルの振幅を1に仮定し、この関係から、 $I_1 = \cos \theta_1$ ,  $Q_1 = \sin \theta_1$ ,  $I_2 = \cos \theta_2$ ,  $Q_2 = \sin \theta_2$  にあることが判る。位相差  $\Delta$  が小さいとき、 $\Delta = \sin \Delta$  と近似でき、三角関数の加法定理を適用すると、位相誤差演算部は、 $\sin \Delta = Q_2 * I_1 - I_2 * Q_1$  を位相誤差として演算する。位相誤差がないとき、シンボルデータが示すベクトルは一定になる。位相誤差演

算部は、位相誤差を乗算器の一端に出力する。乗算器は、他端を介してあらかじめ設定したループゲイン値を供給して掛け合わせて積分器に出力する。

【0006】

積分器は、積分結果をアナログ信号に変換してLPF (Low-Pass Filter)を介して折返し歪みのない制御電圧として発信器に供給する。このように動作させて受信波と受信装置内の周波数を一致させることにより、受信装置は、正しい復調を行っている。

【0007】

【特許文献1】

特開平9-186731号公報。

【0008】

【発明が解決しようとする課題】

ところで、AFC回路の設計には、3つの要求がある。第1に、搬送波誤差、すなわち位相誤差が大きい場合、早く収束するように積分器に供給する値を大きくする。第2に、位相誤差が小さくなり、収束状態に近づくと、積分器に供給する値を小さくして回路の安定性を高めることが求められる。これにより、受信機内の周波数を安定させることができる。そして、第3に、収束可能な位相誤差を大きくすることである。

【0009】

これらの内、第1および第2の要求には、現在、ループゲインを時間制御する、いわゆる見切り制御により対応している。また、第3の要求は、 $\sin\Delta$ の極性を考慮すると、満足する範囲が $-180^\circ \sim 180^\circ$ の範囲であり、これ以外希望の周波数に収束しないことが知られている。

【0010】

本発明はこのような従来技術の欠点を解消し、設計における複数の要求条件を従来に比べて十分に満足させることができる周波数制御装置を提供することを目的とする。

【0011】

【課題を解決するための手段】

本発明は上述の課題を解決するために、ディジタル情報を表すシンボルが変調された信号を受信し、この受信した信号に他の周波数の信号を混合してこの受信した信号の周波数を低い周波数に変換する周波数変換手段と、他の周波数の信号を生成する発振手段とを備え、この発振手段が生成する発振周波数を周波数変換手段の出力に基づいて生成する制御信号により制御する周波数制御装置において、周波数変換手段から供給されるシンボルの変調処理に合わせて復元処理を行うデータ変換手段と、復元したデータから同相成分とこの同相成分に対して直交する直交成分を測定する位相測定機能を有し、得られる両成分信号を用いて、受信した信号に対する第1の位相誤差と第2の位相誤差を演算する位相誤差演算手段と、第1および第2の位相差演算の演算結果を加算する加算手段と、この加算手段の出力に第1の係数を乗算する第1の乗算手段と、第1の乗算手段の出力結果を積分して制御信号を生成する積分手段とを含むことを特徴とする。

## 【0012】

本発明の周波数制御装置は、データ変換手段でシンボルに対する復元処理を行い、位相誤差演算手段で復元処理されたシンボルから位相測定機能により得られる同相成分と直交成分とを用いて第1および第2の位相誤差をそれぞれ演算により生成し、加算手段で第1および第2の位相誤差を加算することにより、第1の位相誤差による制御に比べて位相誤差の波形をなだらかな傾斜の波形にして、位相誤差の小さい範囲での誤差修正を小さく、大きい範囲で誤差修正を大きくし、振幅における正の期間を延ばして、位相誤差の所望する極性範囲を拡大する。乗算手段は、この加算結果に第1の係数を乗算して、位相誤差の振幅を規格化する。そして、積分手段は、この供給される結果を積分して出力することにより、外部の発振器に対する周波数制御を良好な収束特性で行っている。

## 【0013】

## 【発明の実施の形態】

次に添付図面を参照して本発明による周波数制御装置の実施例を詳細に説明する。

## 【0014】

本実施例は、本発明の周波数制御装置を自動周波数制御装置 (Automatic Freq



uency Controller: AFC)10に適用した場合である。本発明と直接関係のない部分について図示および説明を省略する。以下の説明で、信号はその現れる接続線の参照番号で指示する。

## 【 0 0 1 5 】

AFC 10には、図1に示すようにデータ変換部12、位相誤差演算部14、加算器16、乗算器18および積分器20が含まれている。また、AFC 10には、外部にミキサ22、VCO (Voltage Controlled Oscillator)24およびLPF (Low-Pass Filter)26が配設されている。

## 【 0 0 1 6 】

なお、説明を簡単化するため、電波のフェージングやノイズ等の受信波に変化を与える要因はないものとする。

## 【 0 0 1 7 】

ミキサ22では、図示しないアンテナで受信した信号10aが一端側22aに入力され、他端側22bにVCO 24から搬送波信号24aが供給されている。ミキサ22では、受信信号10aにダウンコンバート処理を施した受信信号22cをAFC 10に供給する。

## 【 0 0 1 8 】

データ変換部12には、逆拡散変換部12a、12bが配設されている。逆拡散変換部12a、12bは、それぞれ、ミキサ22にて周波数変換された受信信号22cに対して送信側で使用した多元接続方法の逆変換を施す機能を有している。多元接続には、時間軸上の直交性を利用した時分割多元接続 (TDMA: Time Division Multiple Access)、周波数軸上の直交性を利用する周波数分割多元接続 (FDMA: Frequency Division Multiple Access) および符号分割多元接続 (CDMA: Code Division Multiple Access) がある。これらの少なくとも一つに対応した変換処理が供給される受信信号22cに施される。逆拡散変換部12aは、逆拡散変換処理により得られた1シンボル長の信号12cを位相誤差演算部14に出力する。また、逆拡散変換部12bは、1シンボル長を半分遅延させる機能を有し、遅延させた拡散符号を使用し、逆拡散変換処理により得られた1シンボル長の信号12dを位相誤差演算部14に出力する。

## 【 0 0 1 9 】

位相誤差演算部14には、位相誤差演算回路14a、14bが備えられている。位相誤差演算回路14a、14bは、それぞれシンボル間の位相誤差を測定し、演算する機能を有している。位相誤差演算回路14a、14bには、各シンボルの位相成分を一時的に記憶するメモリと正弦波の加法定理に対応する四則演算機能がある。

## 【 0 0 2 0 】

ここで、位相誤差の測定において $\Delta$ は $\theta_2 - \theta_1$ の関係にあるベクトル成分の位相差で、シンボルデータは、それぞれ $(I_1, Q_1)$ 、 $(I_2, Q_2)$ とし、同相成分 $I_1 = \cos \theta_1$ 、 $I_2 = \cos \theta_2$ 、直交成分 $Q_1 = \sin \theta_1$ 、 $Q_2 = \sin \theta_2$ とする。また、上述したような遅延させた場合にシンボルデータを $(I_h, Q_h)$ とする。このシンボルデータの位相角を $\theta_h$ とすると、 $\theta_h = \theta_1 + \Delta/2$ となる。この場合同相成分と直交成分は、それぞれ $I_h = \cos \theta_h$ 、 $Q_h = \sin \theta_h$ で表される。

## 【 0 0 2 1 】

位相誤差演算回路14aのメモリには、一つ前のシンボルが示す位相 $\theta_1$ における位相成分 $I_1 = \cos \theta_1$ 、 $Q_1 = \sin \theta_1$ の組と次に供給されるシンボルが示す位相 $\theta_2$ における位相成分 $I_2 = \cos \theta_2$ 、 $Q_2 = \sin \theta_2$ の組とが格納される。また、位相誤差演算回路14bのメモリには、一つ前のシンボルが示す位相 $\theta_1$ における位相成分 $I_1 = \cos \theta_1$ 、 $Q_1 = \sin \theta_1$ の組と次に供給されるシンボルが示す位相 $\theta_h$ における位相成分 $I_h = \cos \theta_h$ 、 $Q_h = \sin \theta_h$ の組とが格納される。

## 【 0 0 2 2 】

ここで、位相誤差演算回路14aにおいて位相誤差 $\Delta$ は位相 $\theta_2$ と位相 $\theta_1$ との差 $(\theta_2 - \theta_1)$ の関係にあり、位相誤差 $\Delta$ が小さいときの位相誤差 $\Delta = \sin \Delta$ という近似関係を用いて、四則演算機能の適用して、位相誤差 $\sin \Delta = \sin \theta_2 \cos \theta_1 - \cos \theta_2 \sin \theta_1 = Q_2 I_1 - I_2 Q_1$ を算出する。位相誤差演算回路14bにおいて位相誤差 $\Delta/2$ は位相 $\theta_h$ と位相 $\theta_1$ との差 $(\theta_h - \theta_1)$ の関係にあり、上述した近似関係から、四則演算機能を用いて、位相誤差 $\sin (\Delta/2) = \sin \theta_h \cos \theta_1 - \cos \theta_h \sin \theta_1 = Q_h I_1 - I_h Q_1$ を算出する。

## 【 0 0 2 3 】

位相誤差演算回路14aは、生成した位相誤差 $\sin \Delta$  (14c) を加算器16の端子16aに出力する。位相誤差演算回路14bは、生成した位相誤差 $\sin (\Delta/2)$  (14d) を加

算器16の端子16bに出力する。

【 0 0 2 4 】

加算器16は、位相誤差 $\sin\Delta$ と位相誤差 $\sin(\Delta/2)$ とを加算して乗算器18に出力する。位相誤差 $\sin\Delta$ に位相誤差 $\sin(\Delta/2)$ を加算することにより、合成位相誤差16cが得られる。合成位相誤差16cは、これまで用いてきた位相誤差 $\sin\Delta$ に比べて振幅の周期を大きくする。

【 0 0 2 5 】

乗算器18は、合成位相誤差16cにループゲイン $G_L$ を乗算する機能を有している。乗算器18は、端子18aに合成位相誤差16cを入力し、端子18bに図示しないレジスタにあらかじめ格納させておいたループゲイン $G_L$ を読み出して入力する。乗算器18は、合成位相誤差16cにループゲイン $G_L$ を乗算し、合成位相誤差16cの振幅をたとえば1に規格化して積分器20に出力する。ループゲイン $G_L$ は、最大値を1にするように選んでいる。本実施例では、2つの振幅を合成していることから、ループゲイン $G_L$ を0.5に設定している。これにより、乗算結果である出力データ18cは、 $\{\sin\Delta + \sin(\Delta/2)\} / 2$ になる。

【 0 0 2 6 】

積分器20は、供給されるデジタル信号をアナログ信号に変換するA/D変換器である。積分器20は、出力データ $\{\sin\Delta + \sin(\Delta/2)\} / 2$  (18c) をアナログ信号20aに変換してLPF 26に出力する。

【 0 0 2 7 】

LPF 26は、積分器20のアナログ信号20aに含まれるエリアシング歪みを遮断するように周波数の高域信号成分を遮断するフィルタ機能を有している。LPF 26は、折返し歪みのない電圧制御信号26aをVCO 24に供給する。AFC 10は、積分器20、LPF 26介して電圧制御信号26aを印加することによりVCO 24の発振周波数をフィードバック制御する。前述したようにVCO 24は、ミキサ22に搬送波信号24aとして供給し、周波数の安定した信号22cをAFC 10に供給することになる。

【 0 0 2 8 】

なお、本実施例では、位相差の同相成分および直交成分を位相誤差演算部14で測定したが、ミキサ22にこの成分分解機能を持たせてもよい。

## 【 0 0 2 9 】

次にAFC 10における周波数制御について図1および図2を参照しながら説明する。図2の実線30は、データ  $\{\sin\Delta + \sin(\Delta/2)\} / 2$  (18c) を表している。図2の破線32は、データ  $\sin\Delta$  を表している。これら2つの曲線を比較しながら、AFC 10に対する要求を検討する。実線30は、破線32に比べて、ゆるやかな傾斜を有し、かつ頂点位置も位相誤差の増加方向にシフトしている。

## 【 0 0 3 0 】

曲線が交差する矢印Aが示す位相誤差を境に、位相誤差が大きくなると、実線30は、破線32より大きな値をとっている。これは、積分器20に供給されるデータが大きく、破線32に比べて周波数を早く収束させることができることを示している。また、矢印Aよりも位相誤差の小さい範囲で実線30は、破線32よりも小さい値をとっている。これは、積分器20に供給されるデータが小さく、破線32に比べて周波数の安定性を高めることに寄与することを意味している。

## 【 0 0 3 1 】

また、破線32は、矢印Bが示す位相誤差 $180^\circ$  または $180^\circ$  近傍でデータの極性に変化する。これに対して、実線30は、位相誤差 $180^\circ$  を越えても、正しい極性(+)を保っているから、所望の周波数に収束する範囲を $\sin\Delta$ の場合よりも広げることができる。実線30は、このように課題であった3つの要求に対していずれも $\sin\Delta$ に比べて優れた特性を有していることがわかる。

## 【 0 0 3 2 】

なお、データ変換部12から得られるシンボル値(振幅)は、搬送波に誤差がある場合、逆拡散変換処理をそれぞれ行うことによりチップデータの位相が回転している。このようなチップデータを位相誤差演算部14に供給して演算し、2つの生成した位相誤差14c, 14dを加算すると、加算(合成)演算は、互いに振幅を打ち消すような作用も生む。このため、演算結果のデータ18cは、図2から明らかなように位相誤差が大きいほど振幅が小さくなっている。位相誤差 $360^\circ$  では「0」になる。このようにシンボル値の推移を合成していることにより、位相誤差は、大きくなるに従って演算結果を小さくなる。

## 【 0 0 3 3 】

この構成により、AFC 10は、 $\sin\Delta$ に比べて要求される項目がすべてを満たしていることから、従来よりも優れた特性が得られることがわかる。

## 【0034】

次にAFC 10における実施例の変形例について図3を用いて説明する。図1のAFC 10と共通する構成要素には、同じ参照符号を付し、説明を省略する。そして、AFC 10の接続関係が簡単に説明される。

## 【0035】

データ変換部12は、逆拡散変換部12eを含む。逆拡散変換部12eは、供給される受信チップデータに対して逆拡散変換を行い、複数のシンボルタイミングでシンボルを位相誤差演算部14に出力する機能を有している。逆拡散変換部12eは、拡散符号を巡回させ、図4に示すように従来の1シンボル長による拡散符号（データ）34を出力させるとともに、1シンボルを半分だけ遅延させた1シンボル長の拡散符号（データ）36を出力させる復元処理演算を行う。逆拡散変換部12eは、このような演算を行うため、図示しないがたとえば、システム制御部からの制御信号によりタイミング制御されている。このように逆拡散変換部12eは、1つの逆拡散器で2種類のシンボルタイミングの復元信号12fを位相誤差演算部14に出力する。

## 【0036】

位相誤差演算部14は、位相誤差演算回路14aおよび遅延位相誤差演算回路14eを有している。位相誤差演算回路14aおよび遅延位相誤差演算回路14eには、信号12fが供給され、それぞれの入力タイミングにより復元信号12fの入力を選択する機能が含まれている（図示せず）。位相誤差演算回路14aは、入力選択により現在のシンボルデータと1シンボル前のシンボルデータを取り込み、これらのデータによる2つの位相誤差情報を用いて位相誤差演算を行って、 $\sin\Delta$ を出力する。位相誤差演算回路14aは、 $\sin\Delta$ （14c）を加算器16の端子16aに供給する。

## 【0037】

また、遅延位相誤差演算回路14eは、たとえば入力選択により現在のシンボルデータと半シンボル前のシンボルデータを取り込み、これらのデータによる2つの位相誤差情報を用いて位相誤差演算を行って $\sin(\Delta/2)$ を出力する。遅延位

相誤差演算回路14eは、生成した $\sin(\Delta/2)$  (14f)を乗算器28の端子28aに供給する。

#### 【0038】

乗算器28は、位相誤差14fに半シンボルの誤差ゲイン $G_E$ を乗算する機能を有している。乗算器28は、端子28aに位相誤差14fを入力し、端子28bに図示しないレジスタにあらかじめ格納させておいた誤差ゲイン $G_E = \alpha$ を読み出して入力する。乗算器28は、位相誤差14fに誤差ゲイン $\alpha$ を乗算し、乗算結果 $\alpha \sin(\Delta/2)$  (28c)を加算器16の端子16bに供給する。この乗算により、2つの位相誤差演算が出力する割合を可変させることができる。

#### 【0039】

加算器16は、それぞれ供給される信号14cと信号28cとを加算することにより、 $\sin\Delta + \alpha \sin(\Delta/2)$ を出力信号16cとして乗算器18の端子18aに出力する。乗算器18は、 $\sin\Delta + \alpha \sin(\Delta/2)$ に端子18bを介して供給されるループゲイン $G_L$ を乗算して積分器20に出力する。ここで、ループゲイン $G_L$ を0.5とする。この乗算により、乗算結果である出力データ18cは、 $\{\sin\Delta + \alpha \sin(\Delta/2)\} / 2$ となる。積分器20は、出力データ $\{\sin\Delta + \alpha \sin(\Delta/2)\} / 2$  (18c)をアナログ信号20aに変換してLPF 26に出力する。LPF 26は、積分器20のアナログ信号20aに含まれるエリアシング歪みを遮断するように周波数の高域信号成分を遮断して折返し歪みのない電圧制御信号26aをVCO 24に供給する。

#### 【0040】

AFC 10は、積分器20、LPF 26介して電圧制御信号26aを印加することによりVCO 24の発振周波数をフィードバック制御する。前述したようにVCO 24は、ミキサ2に搬送波信号24aとして供給し、周波数の安定した信号22cをAFC 10に供給することになる。

#### 【0041】

この構成により、半シンボル遅延した1シンボルデータを用いた演算による位相誤差に誤差ゲイン $G_E$ を与えて、遅延のない1シンボルデータを用いた演算による位相誤差に対する割合を可変することができる。これにより、より装置に適合した周波数制御を行うことができるようになる。

## 【 0 0 4 2 】

なお、AFC 10は、変形例において誤差ゲイン $G_E$ を乗算する構成を示したが、この乗算を行わない構成、すなわち位相誤差演算部14にて1シンボルの時間差を持つ2つの位相誤差情報と半シンボルの時間差を持つ2つの位相誤差情報を用いて、それぞれ生成される位相誤差演算し、先の実施例のように、これらの位相誤差演算の結果を加算し、ループゲインを掛けて規格化するように構成しても、従来よりも周波数を早い収束、安定な動作、および位相誤差における広範な対応性を兼ね備えた周波数制御を行うことができる。

## 【 0 0 4 3 】

以上のように構成することにより、データ変換で復元したデータを用いて通常の位相誤差演算と半シンボルずれた位相誤差演算とで生成された演算結果を加算して通常の位相誤差演算の周期よりも遅い位相誤差演算を生成し、ループゲイン $G_L$ を掛けて振幅を規格化すると、得られる位相誤差演算を位相誤差の小さい範囲で通常の位相誤差演算に比べて小さく、位相誤差の大きい範囲で通常の位相誤差演算に比べて大きくすることができる。したがって、AFC 10は、位相誤差の小さい範囲における周波数の安定性と位相誤差の大きい範囲における周波数の早い収束性に大きく寄与することができる。

## 【 0 0 4 4 】

また、AFC 10は、位相誤差演算結果が示す極性の正しい範囲を広くすることから、収束させる所望の周波数の範囲を広げる優れた特性を得ることができる。これらにより、従来よりも周波数を早い収束、安定な動作、および位相誤差における広範な対応性を兼ね備えた周波数制御を行うことができる。

## 【 0 0 4 5 】

そして、位相誤差演算部14にて1シンボルの時間差を持つ2つの位相誤差情報と半シンボルの時間差を持つ2つの位相誤差情報を用いて、それぞれ生成される位相誤差演算し、これらの位相誤差演算の結果を加算し、ループゲインを掛けて規格化しても上述した3つの効果、すなわち従来よりも周波数を早い収束、安定な動作、および位相誤差における広範な対応性を兼ね備えた周波数制御を行うことができる。

## 【0046】

さらに、半シンボルの時間差を持つ2つの位相誤差情報を用いて、得られた位相誤差演算の結果に誤差ゲイン $G_E$ を掛けることにより、遅延のない1シンボルデータを用いた演算による位相誤差に対する割合を可変することができる。これにより、より装置に適合した周波数制御を行うことができ、柔軟な対応が採れるようにできる。

## 【0047】

## 【発明の効果】

このように本発明の周波数制御装置によれば、データ変換手段でシンボルに対する復元処理を行い、位相誤差演算手段で復元処理されたシンボルから位相測定機能により得られる同相成分と直交成分とを用いて第1および第2の位相誤差をそれぞれ演算により生成し、加算手段での第1および第2の位相誤差の加算により、位相誤差の小さい範囲での誤差修正を小さく、大きい範囲で誤差修正を大きくし、振幅における正の期間（位相誤差の範囲）を延ばして、位相誤差の所望する極性範囲を拡大する。乗算手段では、この加算結果に第1の係数を乗算して、位相誤差の振幅を規格化して、積分手段が、この供給される結果を積分して出力することにより、外部の発振器に対する周波数制御を良好な収束特性で行うことができ、従来に比べて搭載した装置の周波数制御に大きな貢献をすることができる。

## 【図面の簡単な説明】

## 【図1】

本発明の周波数制御装置を適用した自動周波数制御装置（AFC）の概略的な構成を示すブロック図である。

## 【図2】

図1のAFCにおいて位相誤差 $\Delta$ に対する位相誤差演算 $(\sin\Delta + \sin\Delta/2)/2$ と位相誤差演算 $\sin\Delta$ とをそれぞれ示す図である。

## 【図3】

図1のAFCにおける変形例の概略的な構成を示すブロック図である。

## 【図4】



図 3 の逆拡散変換部が出力するシンボルのタイミング関係を示す図である。

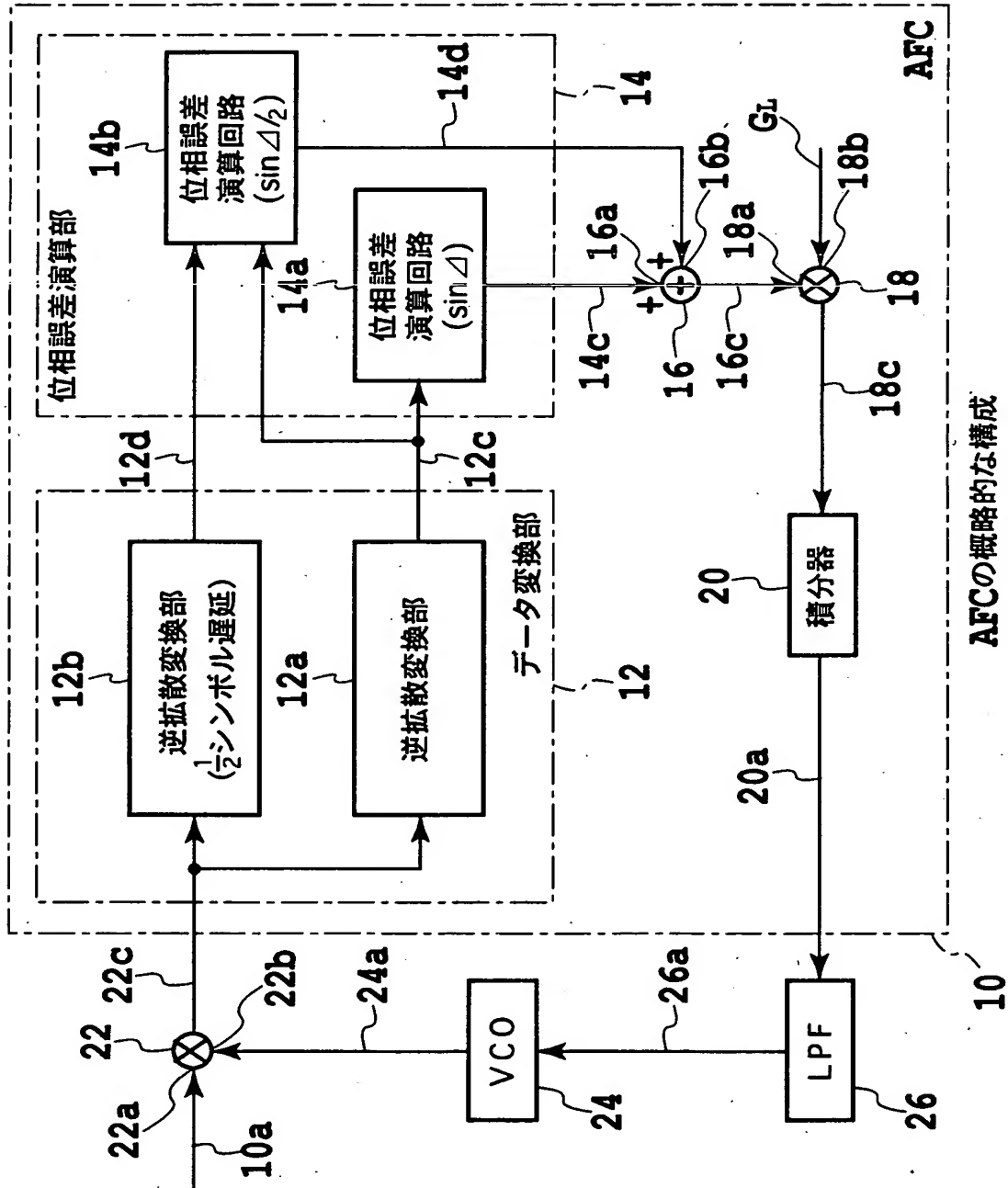
【符号の説明】

- 10 自動周波数制御装置 (AFC)
- 12 データ変換部
- 12a, 12b 逆拡散変換部
- 14 位相誤差演算部
- 14a, 14b 位相誤差演算回路
- 14e 遅延位相誤差演算回路
- 16 加算器
- 18, 28 乗算器
- 20 積分器

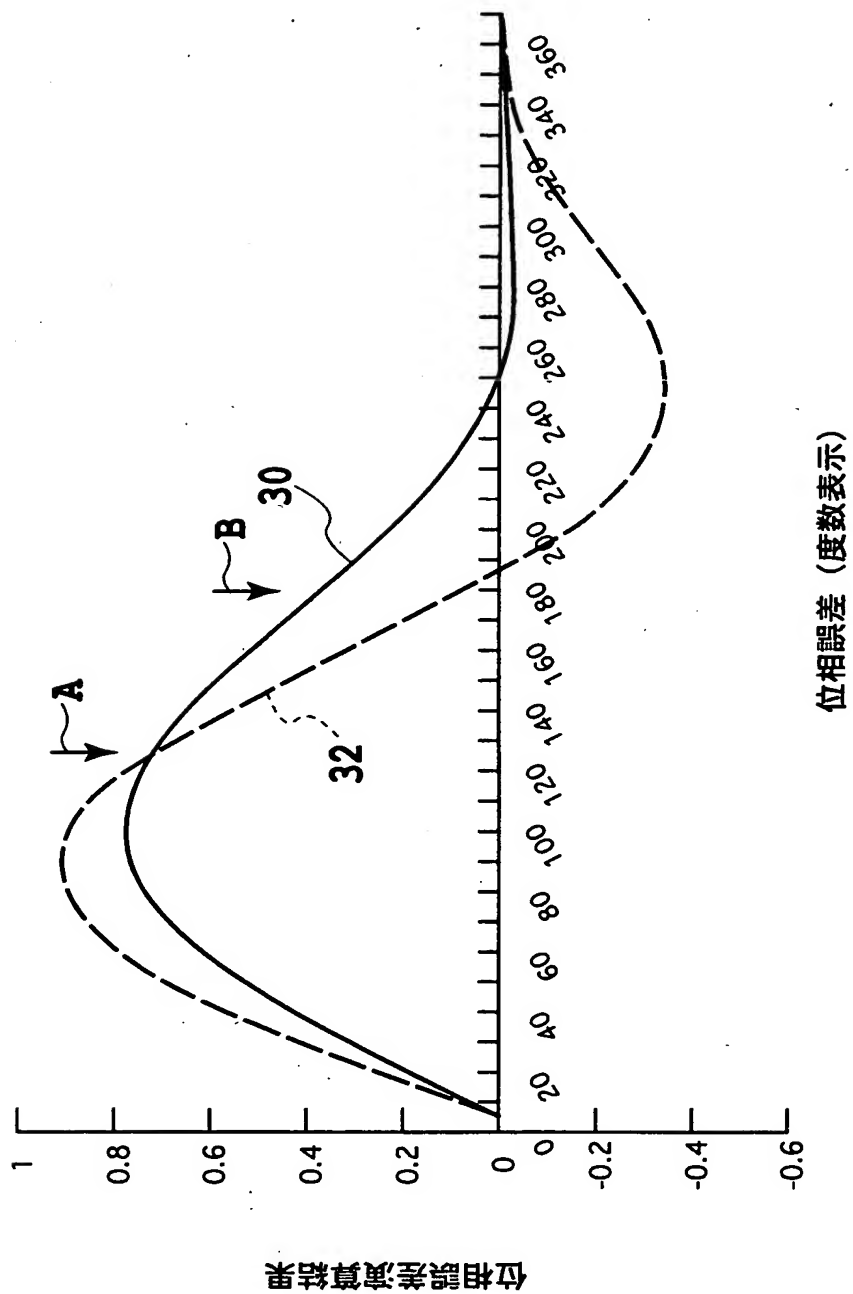
【書類名】

凶面

【図 1】

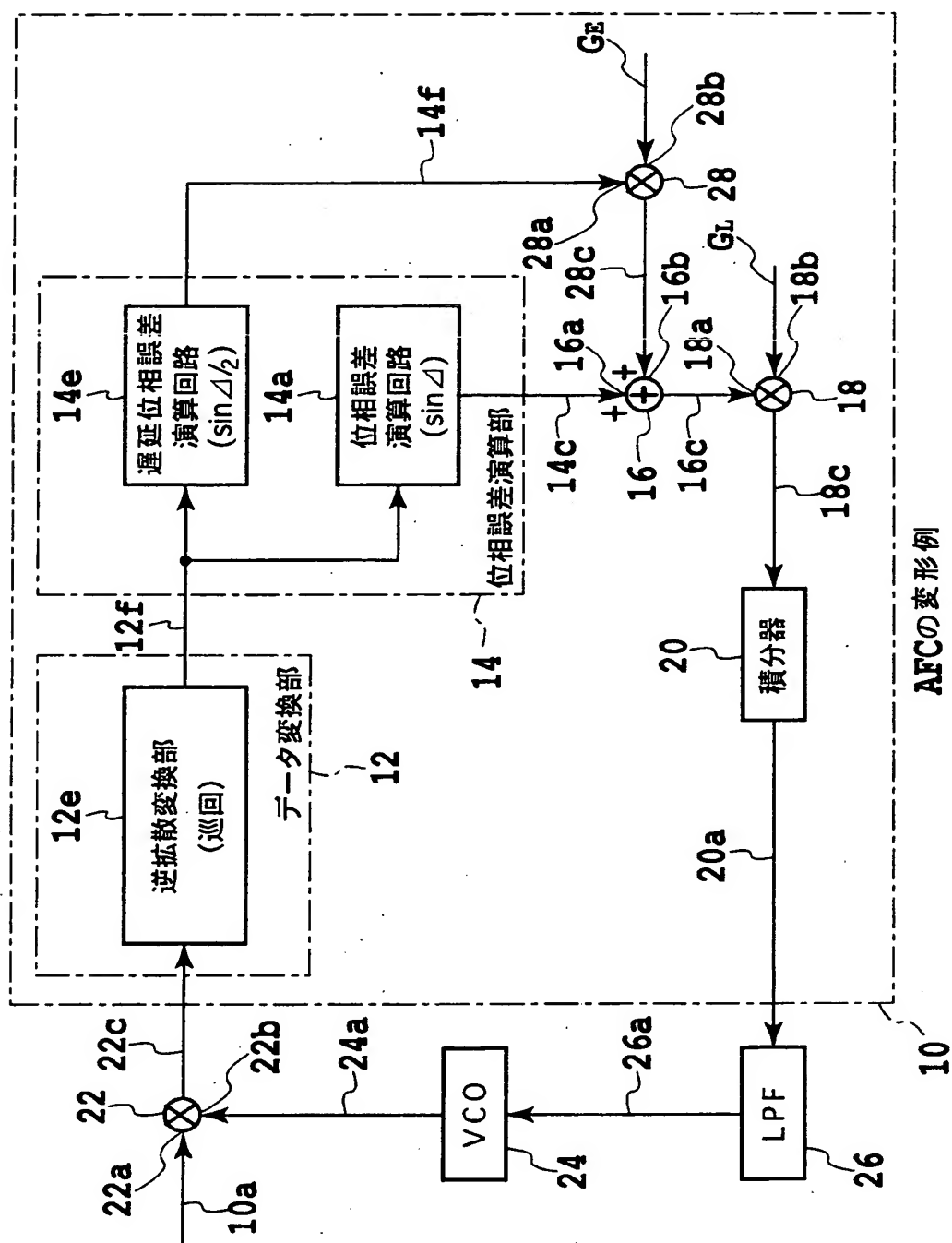


【図 2】

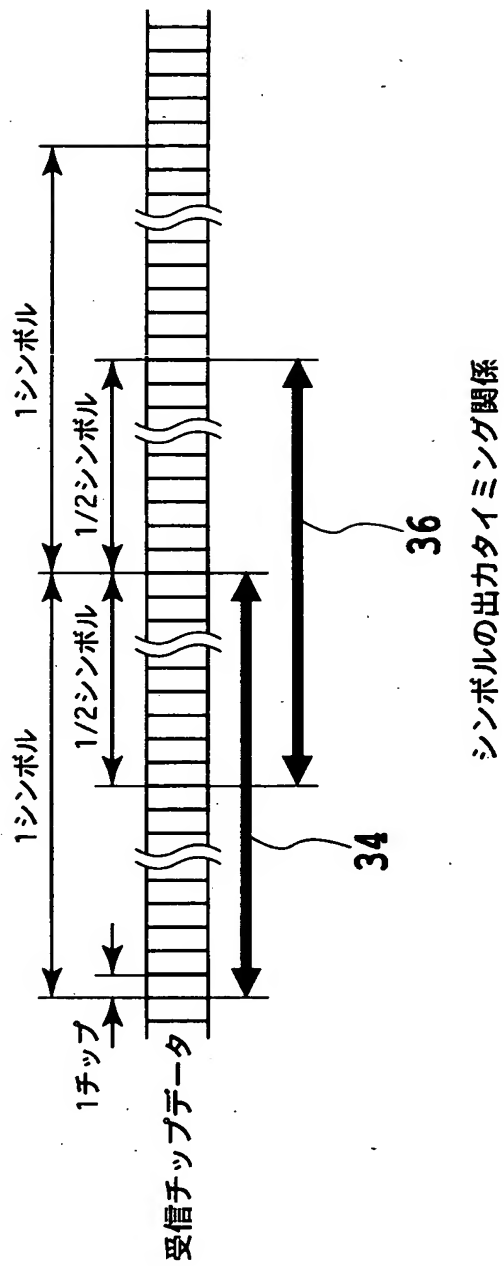


位相誤差演算結果の比較

【図 3】



【図 4】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 設計における複数の要求条件を従来に比べて十分に満足させることができる周波数制御装置を提供すること。

【解決手段】 AFC 10は、データ変換部12でシンボルに対する復元処理を行い、位相誤差演算部14で復元処理されたシンボルから位相測定機能により得た同相成分と直交成分とを用いて第1および第2の位相誤差14c, 14dをそれぞれ演算により生成し、加算器16で第1および第2の位相誤差14c, 14dを加算して第1の位相誤差14cに比べて、加算した位相誤差16cをなだらかな傾斜の波形にして位相誤差の小さい範囲で誤差修正を小さく、大きい範囲で誤差修正を大きくし、振幅における正の期間を延ばして、位相誤差の所望する極性範囲を拡大する。乗算器18は、この加算結果16cに第1の係数 $G_L$ を乗算して規格化し、積分器20で供給されるデータ18cを積分し、出力信号20aを制御信号として出力している。

【選択図】 図1

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [000000295]

1. 変更年月日 1990年 8月22日

[変更理由] 新規登録

住 所 東京都港区虎ノ門1丁目7番12号  
氏 名 沖電気工業株式会社